

1 / 1

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-094331

**(43)Date of publication of application : 29.03.2002**

(51)Int.Cl.

H03F 1/26

H03F 1/30

H03F 3/21

H03F 3/24

**H03F 3/68**

H03G 3/20

H04B 1/40

(21)Application number : 2000-275605

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 11.09.2000

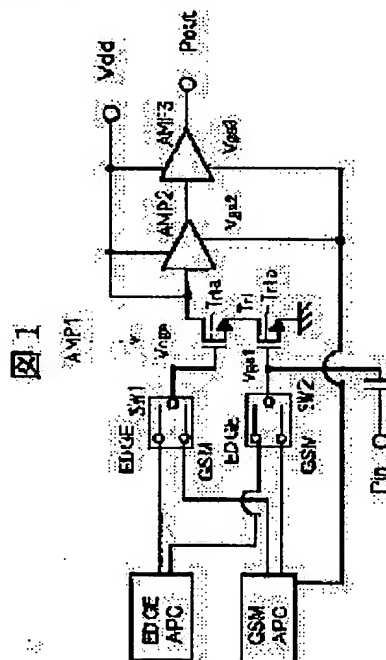
(72)Inventor : TSUTSUI TAKAYUKI  
ADACHI TETSUAKI

**(54) HIGH-FREQUENCY POWER AMPLIFIER AND WIRELESS COMMUNICATION UNIT**

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a simple high-frequency power amplifier in which the GSM(global system for mobile communications) and the EDGE(enhanced data rates for GSM evolution), whose gains are considerably different from each other, are incorporated.

**SOLUTION:** In the high frequency power amplifier of a multi-stage amplifier configuration that is used for a GSM mode or an EDGE mode through switching, a 1st stage amplifier consists of a dual-gated MOSFET, in the EDGE mode, an APC(automatic power control) signal or a selected and fixed level is applied to a 1st gate electrode of the dual-gated MOSFET, a fixed level or the APC signal is applied as a  $V_{gs}$  ( $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$ ,  $V_{gs3}$ ) of each TR from the 1st stage to the 3rd stage, so as to match the gain in the EDGE mode with a gain in the GSM mode so, for reducing generation of noise.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

**[Date of final disposal for application]**

[Patent number]

[Date of registration]

**[Number of appeal against examiner's decision of rejection]**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-94331

(P2002-94331A)

(43) 公開日 平成14年3月29日 (2002.3.29)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マコ-ト*(参考)
H 0 3 F	1/26	H 0 3 F	1/26
	1/30		1/30
	3/21		3/21
	3/24		3/24
	3/68		3/68
	</		

審査請求 未請求 請求項の数37 O L (全 18 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-275605 (P2000-275605)

(22) 出願日 平成12年9月11日 (2000.9.11)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 筒井 孝幸

東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体グループ内

(72) 発明者 安達 徹朗

東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体グループ内

(74) 代理人 100083552

弁理士 秋田 収喜

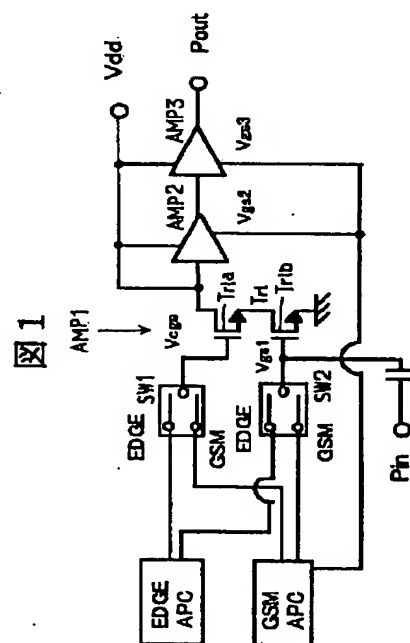
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波電力増幅装置及び無線通信機

## (57) 【要約】

【課題】 利得が大幅に異なるGSMシステムとEDGEシステムを単一の高周波電力増幅装置に組み込む。

【解決手段】 切り替えによってGSMモードとEDGEモードで使用する多段増幅構成の高周波電力増幅装置において、初段増幅器をデュアルゲートMOSFETで構成し、EDGEモードでは、デュアルゲートMOSFETの第1ゲート電極にAPC信号または選択固定する電位を供給するとともに、初段から3段の各トランジスタのVgs (Vgs1, Vgs2, Vgs3) を電位固定またはAPC信号を供給し、EDGEモードでの利得をGSMモードの利得に合わせるようにし、これによってノイズの発生を低減させる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】増幅されるべき信号が供給される入力端子と、  
出力端子と、  
コントロール端子と、  
モード切替端子と、  
上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続される複数の増幅段とを有し、  
上記複数の増幅段のそれぞれは、その段への入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子と、その段のための基準電位を受けるための第3の端子とからなり、  
上記コントロール端子と上記各増幅段の第1の端子間にそれぞれ接続され、上記コントロール端子に供給される電圧に従った直流バイアス電位を上記第1の端子に印加するバイアス回路と、  
上記各増幅段に対してそれぞれカレントミラー回路を構成する複数の温度特性補償回路と、  
上記モード切替端子に供給される信号によって動作し、上記各温度特性補償回路をオン・オフさせて通信モードを切り替えるモード切替回路とを備え、  
上記増幅段のうち最終段の増幅段を除く1乃至複数の増幅段と、この増幅段に対応する温度特性補償回路は、直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子でそれぞれ構成され、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子とこれに対応する温度特性補償回路の負荷側半導体増幅素子の制御端子は接続され、上記増幅段の接地側半導体増幅素子の制御端子は上記増幅段用のバイアス回路の分圧抵抗を形成する抵抗間に接続され、異なる上記通信モードの利得が近似するように、一方の通信モードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC信号を印加し、  
上記各増幅段の第1の端子にバイアス電位としてそれぞれ所定の固定電位を印加することを特徴とする高周波電力増幅装置。

【請求項2】上記モード切替回路の動作によって、位相変調回路構成または位相及び振幅変調回路構成に切り替わることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項3】上記モード切替回路の動作によって、飽和アンプ用回路構成または線形アンプ用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項4】上記モード切替回路の動作によって、GSM用回路構成またはEDGE用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項5】上記複数の増幅段とこれに付随する上記バイアス回路及び温度特性補償回路は複数組設けられて複数の増幅系を構成するとともに、上記複数の増幅系の各増幅系は上記モード切替端子に接続されて多モード多バ

ンド用の高周波電力増幅装置を構成していることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項6】上記複数の増幅系の初段増幅段は共有した構成になっていることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項7】上記直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子はデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項1に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項8】増幅されるべき信号が供給される入力端子と、  
出力端子と、  
コントロール端子と、  
モード切替端子と、

上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続される複数の増幅段とを有し、  
上記複数の増幅段のそれぞれは、その段への入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子と、その段のための基準電位を受けるための第3の端子とからなり、  
上記コントロール端子と上記各増幅段の第1の端子間にそれぞれ接続され、上記コントロール端子に供給される電圧に従った直流バイアス電位を上記第1の端子に印加するバイアス回路と、

上記各増幅段に対してそれぞれカレントミラー回路を構成する複数の温度特性補償回路と、  
上記モード切替端子に供給される信号によって動作し、上記各温度特性補償回路をオン・オフさせて通信モードを切り替えるモード切替回路とを備え、

上記増幅段のうち最終段の増幅段を除く1乃至複数の増幅段と、この増幅段に対応する温度特性補償回路は、直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子でそれぞれ構成され、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子とこれに対応する温度特性補償回路の負荷側半導体増幅素子の制御端子は接続され、上記増幅段の接地側半導体増幅素子の制御端子は上記増幅段用のバイアス回路の分圧抵抗を形成する抵抗間に接続され、異なる上記通信モードの利得が近似するように、一方の通信モードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC信号を印加し、  
上記各増幅段の第1の端子にバイアス電位としてそれぞれAPC信号を印加することを特徴とする高周波電力増幅装置。

【請求項9】上記モード切替回路の動作によって、位相変調回路構成または位相及び振幅変調回路構成に切り替わることを特徴とする請求項8に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項10】上記モード切替回路の動作によって、飽和アンプ用回路構成または線形アンプ用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項8に記載の高周波電力増

幅装置。

【請求項 1 1】上記モード切替回路の動作によって、G S M 用回路構成または E D G E 用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項 8 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 2】上記複数の増幅段とこれに付随する上記バイアス回路及び温度特性補償回路は複数組設けられて複数の増幅系を構成するとともに、上記複数の増幅系の各増幅系は上記モード切替端子に接続されて多モード多バンド用の高周波電力増幅装置を構成していることを特徴とする請求項 8 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 3】上記複数の増幅系の初段増幅段は共有した構成になっていることを特徴とする請求項 8 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 4】上記直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子はデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項 8 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 5】増幅されるべき信号が供給される入力端子と、

出力端子と、

コントロール端子と、

モード切替端子と、

上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続される複数の増幅段とを有し、

上記複数の増幅段のそれぞれは、その段への入力信号を受ける第 1 の端子と、その段の出力信号を送出する第 2 の端子と、その段のための基準電位を受けるための第 3 の端子とからなり、

上記コントロール端子と上記各増幅段の第 1 の端子間にそれぞれ接続され、上記コントロール端子に供給される電圧に従った直流バイアス電位を上記第 1 の端子に印加するバイアス回路と、

上記各増幅段に対してそれぞれカレントミラー回路を構成する複数の温度特性補償回路と、

上記モード切替端子に供給される信号によって動作し、上記各温度特性補償回路をオン・オフさせて通信モードを切り替えるモード切替回路とを備え、

上記増幅段のうち最終段の増幅段を除く 1 乃至複数の増幅段と、この増幅段に対応する温度特性補償回路は、直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子でそれぞれ構成され、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子とこれに対応する温度特性補償回路の負荷側半導体増幅素子の制御端子は接続され、上記増幅段の接地側半導体増幅素子の制御端子は上記増幅段用のバイアス回路の分圧抵抗を形成する抵抗間に接続され、異なる上記通信モードの利得が近似するように、一方の通信モードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子に選択固定した電位を印加し、

上記各増幅段の第 1 の端子にバイアス電位としてそれぞ

れ所定の固定電位を印加することを特徴とする高周波電力増幅装置。

【請求項 1 6】上記モード切替回路の動作によって、位相変調回路構成または位相及び振幅変調回路構成に切り替わることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 7】上記モード切替回路の動作によって、飽和アンプ用回路構成または線形アンプ用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 8】上記モード切替回路の動作によって、G S M 用回路構成または E D G E 用回路構成に切り替わることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 1 9】上記複数の増幅段とこれに付随する上記バイアス回路及び温度特性補償回路は複数組設けられて複数の増幅系を構成するとともに、上記複数の増幅系の各増幅系は上記モード切替端子に接続されて多モード多バンド用の高周波電力増幅装置を構成していることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 2 0】上記複数の増幅系の初段増幅段は共有した構成になっていることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 2 1】上記直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子はデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項 2 2】請求項 1 に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

【請求項 2 3】上記高周波電力増幅装置は入力端子に直交成分信号と同期成分信号を入力するダイレクトコンバージョン方式で使用されることを特徴とする請求項 2 2 に記載の無線通信機。

【請求項 2 4】上記高周波電力増幅装置は初段増幅段のデュアルゲートトランジスタの第 1 ゲートに振幅変調信号を直接入力し、第 2 ゲートに位相信号を直接入力するオフセット P L L 方式で使用されることを特徴とする請求項 2 2 に記載の無線通信機。

【請求項 2 5】請求項 8 に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

【請求項 2 6】請求項 1 5 に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

【請求項 2 7】通信モード信号に従って線形増幅動作又は非線形増幅動作を行う高周波電力増幅装置であって、増幅されるべき信号が供給される入力端子と、

出力端子と、

モード切替端子と、

上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ供給される入力信号を受ける第 1 の端子と、その段の出力信号を送出する第 2 の端子とを有する

複数の増幅段と、

上記各増幅段の第1の端子にそれぞれ接続され、バイアス電位を上記第1の端子に印加するバイアス回路と、  
上記モード切替端子に供給される通信モード信号に従ったモード信号を形成するモード切替回路とを含み、  
上記複数の増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は互いに直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子とを含み、該増幅段の第1の端子は上記第2半導体増幅素子の制御入力ノードに接続され、上記第2の端子は上記第1半導体増幅素子の出力ノードに接続され、  
上記第1半導体増幅素子の制御入力ノードに上記モード信号が供給され、  
線形増幅動作をしているとき及び非線形増幅動作をしているとき、上記モード信号によって利得が制御されることを特徴とする高周波電力増幅装置。

【請求項28】上記モード信号に従って飽和アンプまたは非飽和アンプとして動作することを特徴とする請求項27に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項29】上記モード信号に従って、GSM用アンプまたはEDGE用アンプとして動作することを特徴とする請求項27に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項30】上記互いに直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子は、1個のデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項27に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項31】増幅されるべき信号が供給される入力端子と、

出力端子と、

モード端子と、

上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ供給される入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子とを有する複数の増幅段と、

上記各増幅段にバイアス電位を供給するバイアス回路と、

上記モード端子に供給される信号に従ったAGC信号を形成するモード回路とを備え、

上記増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は、互いに直列接続された第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子とを有し、

上記第1半導体増幅素子の制御端子には上記AGC信号が供給され、上記第1半導体増幅素子の出力端子は上記第2の端子に接続され、上記第2半導体増幅素子の制御端子は上記第1の端子に接続されていることを特徴とする高周波電力増幅装置。

【請求項32】上記直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子は、1個のデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項31に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項33】増幅されるべき信号が供給される入力端

子と、

出力端子と、

モード端子と、

上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ供給される入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子とを有する複数の増幅段と、

上記各増幅段にバイアス電位を印加するバイアス回路と、

10 上記モード端子に供給される信号に従ったAPC信号を形成するモード回路とを備え、

上記増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は、互いに直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子とを有し、

15 上記第1半導体増幅素子の制御端子には上記APC信号が供給され、上記第2半導体増幅素子の制御端子は第1の端子が接続され、上記第1半導体増幅素子の出力端子は上記第2の端子に接続されていることを特徴とする高周波電力増幅装置。

20 【請求項34】上記直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子は、1個のデュアルゲート型の半導体増幅素子であることを特徴とする請求項33に記載の高周波電力増幅装置。

【請求項35】請求項27に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

25 【請求項36】請求項31に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

【請求項37】請求項33に記載の高周波電力増幅装置を有する無線通信機。

30 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数の増幅系を有する高周波電力増幅装置に係わり、例えば、線形性増幅及び非線形性増幅（飽和性増幅）が行える高周波電力増幅装置（高周波電力増幅モジュール）及びこの高周波電力増幅モジュールを組み込んだ無線通信機に関し、特に、通信モード及び周波数帯が異なる複数の通信機能を有する多モード多バンド通信方式のセルラー携帯電話機に適用して有効な技術に関する。

40 【0002】

【従来の技術】近年、北米セルラー市場においては、従来から使用されている北米全土をカバーするアナログ方式のAMPS (Advanced Mobile phone Service) と、TDMA (time division multiple access), CDMA (code division multiple access) 等デジタル方式を一つの携帯電話に組み込んだいわゆるデュアルモード携帯電話機が使用されている。

45 【0003】一方、欧州等においては、TDMA技術とFDD (frequency division duplex : 周波数分割双方向) 技術を使うGSM (Global System for Mobile Com

munication)方式が使用されている。また、GSM方式において伝送レートを高くできる通信システムとしてEDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution)システムが開発されている。

【0004】EDGEについては、日経BP社発行「日経エレクトロニクス」1999年11月15日号 (no.757)、P131や、同誌2000年7月3日号 (no.773号)、P126~P139に記載されている。

【0005】前者の文献には、高速化される世界各地の移動体通信サービスについて記載されている。この文献には、移動体通信サービスは、~9.6kビット/秒の第2世代から、~2Mビット/秒の第3世代に移行することについて記載されている。そして、欧州では、既存のGSM網を拡張したパケット通信によるデータ通信サービスであるGPRS (General Packet Radio Service: 第2.5世代)を経て、EDGE (第3世代)に移行し、米国では、IS-136システム (TDMA) から前記EDGEに移行するとともに、IS-95システム (CDMA) からcdma2000, IS-2000やHDR (High Data Rate)に移行する旨記載されている。

【0006】後者の文献には、携帯電話機の無線回路の小型化について記載されている。また、高速データ通信サービスでは、複数のチャネルを同時に使える制御技術が開発されていること、GSMベースのデータ通信サービス専用方式EDGEでは、変調方式をGMSKから8相PSKに変えて周波数利用効率を上げ、384kビット/秒を実現していることも記載されている。また、同文献には、スーパーヘテロダイン方式及びダイレクト・コンバージョン方式のチップ・セットを用いたGSM携帯電話機のリファレンス・ボードが開示されている。

【0007】一方、デュアルモード携帯電話機等による多モード通信については、日経BP社発行「日経エレクトロニクス」1997年1月27日号、(no.681)、P115~P126や、日立評論社発行「日立評論」1997年11月号、79巻、P63~P68に記載されている。後者の文献には、送信側の送信周波数変換にオフセットPLL (Phase-Locked Loop)方式が開示されている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】従来、移動無線を使用する多くの無線データ通信は、9.6kbpsの伝送レートで行われているが、インターネットや企業のデータベースへのアクセスには、より高い伝送スピードが要求されていることから、これに対応する通信システムが必要になってきた。欧州、アジアを主体にサービスを行っているGSMシステムも、現状は9.6kbpsのサービスを行っているが、前記の要求に対応する為、伝送レートを高めたEDGEシステムが開発されている。このシステム導入により、データ伝送レートは384kbpsまで引き上げられ、GSMシステムに対し、単位時間当たり40

倍のデータを送ることが可能になる。

【0009】EDGEシステムのもう一つの利点としては、GSMの基本システムを流用し、無線変調方式を一部変更することにより導入できることから、新たなインフラを導入することなく運用することが可能である。これは、多くの通信事業者にとって魅力的である。

【0010】変更される変調方式はGSMシステムのGMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) 変調に対し、EDGEシステムでは $3\pi/8$ -rotating 8PSK (Phase Shift Keying) 変調という方式となる。これにより、無線装置の信号伝達部には、より高い線形性が必要になる。

【0011】EDGEシステムはGSMシステムを発展させたシステムであることから、単一の携帯電話機にはGSMシステム及びEDGEシステムによる通話ができることが望まれる。このため、携帯電話機にはGSMシステムのための増幅器とEDGEシステムのための増幅器を組み込む必要がある。

【0012】本発明者等は一つの増幅回路でGSMシステム及びEDGEシステムに対応する高周波電力増幅モジュールについて検討した。この結果、以下のような解決課題があることに気がついた。

【0013】(1) GSMで使用する場合、トランジスタは飽和動作での使用になり、大出力が必要となる。即ち、GMSK変調された例えば0dBm程度の入力信号に対し最大36dBm程度の出力電力が必要になる。

【0014】(2) EDGEで使用する場合、トランジスタは線形動作での使用になるため線形性が要求される。即ち、 $3\pi/8$ -rotating 8PSK変調された入力信号に対し出力信号が歪まないことが要求される。また、線形出力電力の最大は28~29dBm程度の範囲になる。

【0015】(3) GSMシステムとEDGEシステムとでは、前述のように出力電力に最大電力が6~8dBmと大きな差があり、増幅クラス (A級, C級) が異なる。このため、単一の増幅器を共用すると両者の利得差により、ノイズが多く発生したり、制御性が低くなる。

【0016】本発明の目的は、飽和動作するシステムと、線形動作するシステムを同一回路内で共存できる高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することにある。

【0017】本発明の他の目的は、GSMシステム (飽和動作) とEDGEシステム (線形動作) を同一回路内で共存できる高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することにある。

【0018】本発明の他の目的は、複数モード・複数バンド構成の高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することにある。

【0019】本発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきら



かになるであろう。

【0020】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0021】(1)増幅されるべき信号が供給される入力端子と、出力端子と、コントロール端子と、モード切替端子と、上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続される複数の増幅段とを有し、上記複数の増幅段のそれぞれは、その段への入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子と、その段のための基準電位を受けるための第3の端子とからなり、上記コントロール端子と上記各増幅段の第1の端子間にそれぞれ接続され、上記コントロール端子に供給される電圧に従った直流バイアス電位を上記第1の端子に印加するバイアス回路と、上記各増幅段に対してそれぞれカレントミラー回路を構成する複数の温度特性補償回路と、上記モード切替端子に供給される信号によって動作し、上記各温度特性補償回路をオン・オフさせて通信モードを切り替えるモード切替回路とを備え、上記増幅段のうち最終段の増幅段を除く1乃至複数の増幅段と、この増幅段に対応する温度特性補償回路は、直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子でそれぞれ構成され、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子とこれに対応する温度特性補償回路の負荷側半導体増幅素子の制御端子は接続され、上記増幅段の接地側半導体増幅素子の制御端子は上記増幅段用のバイアス回路の分圧抵抗を形成する抵抗間に接続され、異なる上記通信モードの利得が近似するように、一方の通信モード(EDGEモード)では上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子に選択固定した電位を印加し、上記各増幅段の第1の端子にバイアス電位としてそれぞれ所定の固定電位を印加することを特徴とする。

【0022】上記モード切替回路の動作によって、位相変調回路構成(飽和アンプ用回路構成、例えば、GSM用回路構成)または位相及び振幅変調回路構成(線形アンプ用回路構成、例えば、EDGE用回路構成)に切り替わる。負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子はデュアルゲート型の半導体増幅素子である。

【0023】具体的構成としては、上記複数の増幅段とこれに付随する上記バイアス回路及び温度特性補償回路並びにモード切替端子は複数設けられて複数の増幅系を構成するとともに、上記各増幅系は上記モード切替端子に接続されて多モード多バンド用の高周波電力増幅装置を構成している。

【0024】例えば、高周波電力増幅装置は、二つの増幅系を有するデュアルバンド構成となるとともに、各増幅系は上記(1)の構成であるデュアルモード構成となる。従って、高周波電力増幅装置は、GSM900とGSM1800と切り替えによって動作するEDGEとか

らなる。高周波電力増幅装置の外部電極端子は、入力端子(Pin-GSM900, Pin-GSM1800)、出力端子(Pout-GSM900, Pout-GSM1800)、コントロール端子(Vapc-GSM900, Vapc-GSM1800)、第1基準電位(Vdd-GSM900, Vdd-GSM1800)、第2基準電位(GND)、負荷側半導体増幅素子の第1の端子(Vcgs-GSM900, Vcgs-GSM1800)及びモード切替端子(mode-SW)となる。

【0025】このような高周波電力増幅装置は無線通信機の送信系に組み込まれる。

【0026】(2)上記(1)の構成において、EDGEモードでは、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC(自動出力制御)信号を印加し、上記各増幅段の第1の端子にバイアス電位としてそれぞれ所定の固定電位を印加することを特徴とする。

【0027】このような高周波電力増幅装置はダイレクトコンバージョン方式やオフセットPLL方式として無線通信機に組み込まれる。オフセットPLL方式においては、高周波電力増幅装置は初段増幅段のデュアルゲートトランジスタの第1ゲートに振幅変調信号を直接入力し、第2ゲートに位相信号を直接入力する。

【0028】(3)上記(1)の構成において、EDGEモードでは、上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC信号を印加し、上記各増幅段の第1の端子にバイアス電位としてそれぞれAPC信号を印加する。

【0029】(4)通信モード信号に従って線形増幅動作又は非線形増幅動作を行う高周波電力増幅装置であって、増幅されるべき信号が供給される入力端子と、出力端子と、モード切替端子と、上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ供給される入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子とを有する複数の増幅段と、上記各増幅段の第1の端子にそれぞれ接続され、バイアス電位を上記第1の端子に印加するバイアス回路と、上記モード切替端子に供給される通信モード信号に従ったモード信号を形成するモード切替回路とを含み、上記複数の増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は互いに直列接続される第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子とを含み、該増幅段の第1の端子は上記第2半導体増幅素子の制御入力ノードに接続され、上記第2の端子は上記第1半導体増幅素子の出力ノードに接続され、上記第1半導体増幅素子の制御入力ノードに上記モード信号が供給され、線形増幅動作としてとき及び非線形増幅動作をしているとき、上記モード信号によって利得が制御されることを特徴とする。

【0030】(5)増幅されるべき信号が供給される入力端子と、出力端子と、モード端子と、上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ

供給される入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子とを有する複数の増幅段と、上記各増幅段にバイアス電位を供給するバイアス回路と、上記モード端子に供給される信号に従ったAGC信号を形成するモード回路とを備え、上記増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は、互いに直列接続された第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子を有し、上記第1半導体増幅素子の制御端子には上記AGC信号が供給され、上記第1半導体増幅素子の出力端子は上記第2の端子に接続され、上記第2半導体増幅素子の制御端子は上記第1の端子に接続されていることを特徴とする。

【0031】(6) 増幅されるべき信号が供給される入力端子と、出力端子と、モード端子と、上記入力端子と上記出力端子の間に従属接続され、それぞれがその段へ供給される入力信号を受ける第1の端子と、その段の出力信号を送出する第2の端子とを有する複数の増幅段と、上記各増幅段にバイアス電位を印加するバイアス回路と、上記モード端子に供給される信号に従ったAPC信号を形成するモード回路とを備え、上記増幅段のうち少なくとも1つの増幅段は、互いに直列接続された第1半導体増幅素子と第2半導体増幅素子とを有し、上記第1半導体増幅素子の制御端子には上記APC信号が供給され、上記第2半導体増幅素子の制御端子は第1の端子が接続され、上記第1半導体増幅素子の出力端子は上記第2の端子に接続されていることを特徴とする。

【0032】前記(1)の手段によれば、(a) EDGEモードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子には選択決定した固定電位を印加し、上記入力端子にはAGC信号を入力し、上記各増幅段の第1の端子と第3の端子間の電位をそれぞれ所定値に固定することによって、隣接チャネル漏洩電力規格を満たしつつEDGEモードの利得を抑止でき、異なる上記通信モード(GSMモード及びEDGEモード)の利得を近似させることができ、安定した多モード通信が可能になる。

【0033】(b) GSM/EDGEデュアルモードで従来広く用いられているGSM0dBm入力(3段構成)が維持でき、VCO出力を上げるもしくはプリアンプを新たに導入する必要がない。

【0034】前記(2)の手段によれば、(a) EDGEモードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC信号を印加し、上記入力端子には固定した所定信号を入力し、上記各増幅段の第1の端子と第3の端子間の電位をそれぞれ所定値に固定することによって、隣接チャネル漏洩電力規格を満たしつつEDGEモードの利得を抑止でき、異なる上記通信モード(GSMモード及びEDGEモード)の利得を近似させることができ、安定した多モード通信が可能になる。

【0035】(b) ダイレクトコンバージョン方式ではAGC回路が不要になり、部品点数の低減から無線通信機の製造コストの低減が達成できる。

【0036】(c) オフセットPLL方式ではAGC回路が不要になり、部品点数の低減から無線通信機の製造コストの低減が達成できる。

【0037】(d) オフセットPLL方式では高周波電力増幅装置にミキサー機能があり、個別回路としてのミキサーを必要としなくなり、部品点数の低減から無線通信機の製造コストの低減が達成できる。

【0038】前記(3)の手段によれば、(a) EDGEモードでは上記増幅段の負荷側半導体増幅素子の制御端子にはAPC信号を印加し、上記入力端子には固定した所定信号を入力し、上記各増幅段の第1の端子と第3の端子間の電位はそれぞれAPC信号によって制御することによって、隣接チャネル漏洩電力規格を満たしつつEDGEモードの利得を抑止でき、異なる上記通信モード(GSMモード及びEDGEモード)の利得を近似させることができ、安定した多モード通信が可能になる。

【0039】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。なお、発明の実施の形態を説明するための全図において、同一機能を有するものは同一符号を付け、その繰り返しの説明は省略する。

【0040】(実施形態1) 本実施形態1では、モード切替回路の動作によって、位相変調回路構成(飽和アンプ用回路構成、例えば、GSM用回路構成)または位相及び振幅変調回路構成(線形アンプ用回路構成、例えば、EDGE用回路構成)に切り替えて通信が行える無線通信機の例(デュアルモード・デュアルバンド無線通信機)について説明する。

【0041】図1はモード切り替えを行う高周波電力増幅装置の回路構成を示す模式図である。この回路図からも分かるように、本実施形態1の高周波電力増幅装置は、GSM900とGSM1800、さらにモードの切替によるEDGE900とEDGE1800の増幅が行えるデュアルバンド・デュアルモード構成の高周波電力増幅装置である。

【0042】増幅系は増幅段(AMP1, AMP2, AMP3)を順次従属接続した3段増幅構成となり、初段の増幅段(AMP1)は、直列接続される負荷側半導体増幅素子Tr1aと接地側半導体増幅素子Tr1bとからなる半導体増幅素子で形成されている。このTr1はデュアルゲート半導体増幅素子でもよい。

【0043】半導体増幅素子は、MOS(Metal Oxide Semiconductor)FET、シリコンバイポーラトランジスタ、GaAs-MES(Metal-Semiconductor)FET, HBT(Hetero Junction Bipolar Transistor), HEMT(High Electron Mobility Transistor), Si-Geトランジスタ等を使用する。

【0044】GSMAPCから送出される2種類(GSM900, GSM1800)のAPC信号の一方は切替スイッチSW1の一方の接点に送出され、APC信号の



他方は切替スイッチSW2の一方の接点に送出される。また、GSMAPCから送出される2種類のAPC信号はAMP2及びAMP3のVgs2及びVgs3を制御する。

【0045】EDGEAPCから送出される2種類のEDGE信号(EDGE900, EDGE1800)の一方は切替スイッチSW1の他方の接点に送出され、EDGE信号の他方は切替スイッチSW2の他方の接点に送出される。

【0046】切替スイッチSW1の出力端はAMP1の負荷側半導体増幅素子となるTr1aの制御端子(ゲート電極)に接続され、Vcgsの制御がなされる。また、切替スイッチSW2の出力端はAMP1の接地側半導体増幅素子となるTr1bの制御端子(ゲート電極)に接続され、Vgs1の制御がなされる。

【0047】また、AMP1, AMP2, AMP3の第1の端子(ドレイン電極)には第1基準電位(Vdd)が供給され、AMP1の接地側半導体増幅素子Tr1bの制御端子(ゲート電極)に入力信号が供給され、AMP3の出力が出力端子Poutに出力されるようになっている。

【0048】このような構成の回路では、EDGEの場合は線形利得を抑え、GSMとEDGEの利得が同じ程度になり、歪みや雑音の少ない安定したGSMによる通信と、EDGEによる通信ができる高周波電力増幅装置となる。

【0049】次に、具体的な高周波電力増幅装置及びその高周波電力増幅装置を組み込んだ無線通信機について説明する。

【0050】高周波電力増幅装置20は、図2の平面図、図3の側面図、図4の正面図及び図5の高周波電力増幅装置の底面の電極パターンを透視的に示す模式的平面図に示すように、外観的には扁平な矩形体構造になっている。高周波電力増幅装置20は、板状の配線基板からなるモジュール基板21と、このモジュール基板21の一面側(主面側)に重ねて取り付けられたキャップ22とによって扁平矩形体構造のパッケージ23が構成された構造になっている。前記キャップ22は電磁シールド効果の役割を果たす金属製になっている。前記配線基板21の配線パターンや配線基板21に搭載される半導体増幅素子を含む電子部品によって、図6に示すような回路を構成するようになっている。

【0051】図2及び図5に示すように、高周波電力増幅装置20の周面から底面に掛けてそれぞれ外部電極端子が設けられている。この外部電極端子は、表面実装型となり、モジュール基板21に形成された配線とこの配線の表面に形成されたソルダーによって形成されている。1はVcgs-GSM900用端子、2はノンコンタクト端子(N/C)、3はPout-GSM900用端子、4はVdd-GSM900用端子、5はVdd-GSM

1800用端子、6はPout-GSM1800用端子、7はモード切替端子(mode-SW)、8はVcgs-GSM1800用端子、9はPin-GSM1800用端子、10はVapc-GSM1800用端子、11はVapc-GSM900用端子、12はPin-GSM900用端子、GはGND用端子である。

【0052】図6は本実施形態1の高周波電力増幅装置(送信RF信号増幅用のパワーアンプ)20の等価回路図である。この等価回路図で示すように、GSM900用の増幅系aとGSM1800用の増幅系bを有するとともに、各増幅系a, bはモード切替端子(mode-SW)からの信号によって回路構成が切り替わり、GSM900はEDGE900となり、GSM1800はEDGE1800となる。

【0053】増幅系a及び増幅系bはそれぞれ使用する電子部品の性能は異なるものもあるが、回路構成は同一となっている。従って、増幅系aの説明において、増幅系aに対応する増幅系bの部品の記号を括弧内に示し、増幅系bの説明とする。

【0054】増幅系aでの外部電極端子は、入力端子としてのPin-GSM900(増幅系bではPin-GSM1800)、出力端子としてのPout-GSM900(増幅系bではPout-GSM1800)、第1基準電位としてのVdd-GSM900(増幅系bではVdd-GSM1800)、Vcgs-GSM900(増幅系bではVcgs-GSM1800)、コントロール端子としてのVapc-GSM900(増幅系bではVapc-GSM1800)、共有となるモード切替端子(mode-SW)、そしてGND用端子である。

【0055】Pin-GSM900(Pin-GSM1800)とPout-GSM900(Pout-GSM1800)との間には3段の増幅段が従属接続されている。初段はデュアルゲートMOSFET(Tr1:増幅系bではTr10)であり、2段目及び3段目(出力段)はシングルゲートのMOSFET(Tr2, Tr3:増幅系bではTr11, Tr12)で構成されている。

【0056】初段はデュアルゲートMOSFETに代えて、直列接続される負荷側半導体増幅素子と接地側半導体増幅素子でそれぞれ構成するようにしてもよい。なお、図6の回路構成においては、デュアルゲートMOSFETの負荷側トランジスタと接地側トランジスタには特に符号は付けずに説明する。負荷側トランジスタの制御端子を第1ゲート電極と呼称し、接地側トランジスタの制御端子を第2ゲート電極と呼称する。また、各増幅段を構成するトランジスタのそれぞれは、その段への入力信号を受ける第1の端子(ゲート電極)と、その段の出力信号を送出する第2の端子(ドレイン電極)と、その段のための基準電位を受けるための第3の端子(ソース電極)とからなっている。

【0057】上記各増幅段(Tr1, Tr2, Tr3)

に対してそれぞれカレントミラー回路を構成する複数の温度特性補償回路が設けられている。この温度特性補償回路は、ゲート電極とドレイン電極を接続させたトランジスタTr4、Tr5、Tr6（増幅系bではTr13、Tr14、Tr15）で構成されている。

【0058】Tr1（増幅系bではTr10）の第1ゲート電極とトランジスタTr4（増幅系bではTr13）の第1ゲート電極は接続され、トランジスタTr1（増幅系bではTr10）の第1ゲート電極はV<sub>cgs</sub>-GSM900（増幅系bではV<sub>cgs</sub> GSM1800）に接続される。Tr1（Tr10）の第2ゲート電極は入力端子であるPin-GSM900（増幅系bではPin-GSM1800）に接続されている。

【0059】Tr1の第2ゲート電極とTr4の負荷側トランジスタのドレイン電極は抵抗R2を介して接続されている。V<sub>apc</sub>-GSM900（V<sub>apc</sub>-GSM1800）とTr4（Tr13）の第2ゲート電極は、分圧抵抗を形成する抵抗R3（抵抗R16）及び抵抗R4

（抵抗R17）を介して接続されている。抵抗R3（抵抗R16）と抵抗R4（抵抗R17）との間の配線部分はTr4（Tr13）の負荷側トランジスタのドレイン電極に接続されている。抵抗R3（抵抗R16）及び抵抗R4（抵抗R17）によってバイアス回路が構成されている。

【0060】Tr4（Tr13）の第2ゲート電極と切替スイッチ用のトランジスタTr7（Tr16）のドレイン電極は接続されている。このトランジスタのソース電極は接地される。このトランジスタのゲート電極は抵抗R5（抵抗R18）を介してモード切替端子（mode-SW）に接続されている。

【0061】2段目は、上記初段とはデュアルゲートMOSFETとシングルゲートMOSFETとの違いはあるが、モード切替端子にゲート電極が接続される切替スイッチ用のトランジスタTr8（Tr17）が設けられている。このトランジスタTr8（Tr17）のソース電極は接地され、ドレイン電極はカレントミラー回路を形成するTr5（Tr14）のゲート電極に接続されている。

【0062】Tr5（Tr14）のドレイン電極は抵抗R9（R22）を介してTr2（Tr11）のゲート電極に接続されている。

【0063】V<sub>apc</sub>-GSM900（V<sub>apc</sub>-GSM1800）とTr5（Tr14）のゲート電極間には、分圧抵抗を形成する抵抗R7（R20）及び抵抗R6（抵抗R19）を介して接続されている。抵抗R7（抵抗R20）と抵抗R6（抵抗R19）との間の配線部分はTr5（Tr14）のドレイン電極に接続されている。抵抗R7（R20）及び抵抗R6（抵抗R19）によってバイアス回路が形成される。

【0064】3段目は、2段目は同様に、モード切替端

子にゲート電極が接続される切替スイッチ用のトランジスタTr9（Tr18）が設けられている。このトランジスタTr9（Tr18）のソース電極は接地され、ドレイン電極はカレントミラー回路を形成するTr6（Tr15）のゲート電極に接続されている。

【0065】Tr6（Tr15）のドレイン電極は抵抗R13（R26）を介してTr3（Tr12）のゲート電極に接続されている。

【0066】V<sub>apc</sub>-GSM900（V<sub>apc</sub>-GSM1800）とTr6（Tr15）のゲート電極間には、分圧抵抗を形成する抵抗R10（R23）及び抵抗R11（抵抗R24）を介して接続されている。抵抗R10（抵抗R23）と抵抗R11（抵抗R24）との間の配線部分はTr6（Tr15）のドレイン電極に接続されている。抵抗R10（R23）及び抵抗R11（抵抗R24）によってバイアス回路が形成される。

【0067】Tr1（Tr10）の負荷側トランジスタ、Tr2（Tr11）及びTr3（Tr12）のドレイン電極は、V<sub>dd</sub>-GSM900（V<sub>dd</sub>-GSM1800）に接続されて第1基準電位（V<sub>dd</sub>）が供給されるようになっている。Tr7、Tr8、Tr9（Tr16、Tr17、Tr18）によってモード切替回路が形成されている。なお、回路図中のL1～L14はインピーダンス整合回路である。

【0068】このような、図6の等価回路で示す高周波電力増幅装置は、図7に示すように無線通信機に組み込まれて使用される。図7は無線通信機の一部を示すブロック図であり、高周波信号処理IC（RFlinear）26からアンテナ（Antenna）36までの部分を示す。

【0069】アンテナ36はアンテナ送受信切替器40のアンテナ端子eに接続されている。このアンテナ端子eと送信受信切替スイッチ35は電氣的に接続されている。送信受信切替スイッチ35はコントロール端子ctl1に供給される切り替え信号によって動作し、スイッチをa端子35aまたはb端子35bに切り替える。a端子35aに繋がる回路系が送信系回路を構成し、b端子35bに繋がる回路系が受信系回路を構成する。即ち、アンテナ送受信切替器40の受信端子RXとb端子35bとの間には容量Cが介在される。また、受信端子RXと高周波信号処理IC26との間には、フィルタ37と低雑音アンプ（LNA）38が順次接続される構成になっている。

【0070】送信系回路には、前述の高周波電力増幅装置（PA）20が設けられている。この高周波電力増幅装置20には、高周波信号処理IC26のベースバンド27から送出された信号が、電圧制御発振器（VCO）28、ミキサ29、自動利得制御回路（AGC回路）30を介して入力される。また、高周波電力増幅装置20の出力は、アンテナ送受信切替器40の入力端子dに出力される。アンテナ送受信切替器40は高周波電力増

幅装置20から出力された信号を濾波するフィルター34が設けられている。このフィルター34を通過した信号は送信受信切替スイッチ35のa端子35aに送られる。

【0071】高周波電力増幅装置20は、自動出力制御回路(APC回路)32によって制御される。このAPC回路32は高周波信号処理IC26から送出される信号に基づいて動作するCPU31によって制御される。高周波電力増幅装置20の出力変動はカップラー33によって検出され、この検出値は前記APC回路32にフィードバックされる。APC回路32からはAGC回路30及び高周波電力増幅装置20に制御信号が送出される。APC回路32から高周波電力増幅装置20には、Vapc/AM信号が送られる。また、高周波信号処理IC26から高周波電力増幅装置20にはVTXon信号とGSM/EDGEモード切り替え信号が送られる。

【0072】ベースバンド27から送出されるRF信号はAPC回路32によって増幅制御され、送信受信切替スイッチ35の切り替え動作によってアンテナ36に送られる。アンテナ36で受信された受信信号は、送信受信切替スイッチ35の切り替え動作によって受信端子RXを通り、フィルター37及びLNA38を通過して高周波信号処理IC26に送られる。

【0073】本実施形態1の無線通信機では、GSM900とGSM1800のデュアルバンド構成となるとともに、各バンドはモード切替トランジスタのオン・オフ動作によってGSMシステムとEDGEシステムに切り替わり、4形態の無線通信(GSM900, GSM1800, EDGE900, EDGE1800)が可能になる。

【0074】GSMモード(GSM MODE)及びEDGEモード(EDGE MODE)では、変調時図8及び図9に示すようなタイムマスクが使用される。図8は従来のGSM変調方式のタイムマスクと、それに付随する高周波電力増幅装置(パワーアンプ)への信号の働きを示す。ハンドセットの動作状態において、パワーアンプへは、GMSKの位相変調信号を有する一定の入力電力(Pin)が入力されている。ベースバンドを含むRFリニア制御部から送信せよというVTXon信号がパワーアンプに送られると、それに応じてパワーアンプが待機状態[Vapc電圧で出力電力(Pout)を可変できる状態]になり、基地局からのパワークラス指定に応じてVapc電圧コントロールにてパワーアンプのPoutをパワー制御する。

【0075】この一連の動作においてGSMモード1スロットの場合、図に示すタイムマスク(色付き部)内でのパワーの立ち上げ及び立ち下げを行う必要があり、実際にはパワーはあるクラスでの一定状態にて位相情報信号を有するGMSK変調(位相変調)が行われることになる。

【0076】一方、EDGE変調方式の場合、GMSKの位相変調(PM)にプラスしてAM成分を有するため、図9に示すように、8-PSKのAM/PM成分を含む変調を行う必要がある。つまりGSMモード時と異なり、信号のリニア増幅が要求される。従って、この場合、VTXon信号でパワーアンプを待機状態に(この場合は線形性を確保できるバイアス印加を行う)して、Vapc電圧コントロールでEDGEのAM変調をパワークラス制御と同じく行うことになる。これは従来方式では、このVapc電圧は固定でAGCプリアンプで行っていた機能である。なお、1スロットでのタイムマスク指定及びパワークラスをある一定状態で変調する点はGSMモードと同じである。

【0077】つぎに、3つの動作例について説明する。これら3つの動作例では、図17の表に示すように、GSMモードはいずれの動作例でも同じであるが、EDGEモードは、EDGEモード1、EDGEモード2、EDGEモード3と異なる。

【0078】(動作例1)動作例1においては、高周波電力増幅装置(パワーアンプ)20は、図7のブロックに示す状態で使用される。そして、図17に示すようにバイアス構成は、GSMモードでは、VcgsはAPC、Vgs1はAPC又は固定、Vgs2及びVgs3はAPC、Pinは固定状態で使用される。従って、このGSMモードでは、パワーアンプに送り込む入力信号をAGCで制御する必要はなくなる。

【0079】EDGEモードはEDGEモード1を採用する。EDGEモード1では、Vcgsは所望の電位を選択して固定する。また、Vgs1、Vgs2及びVgs3は固定する。パワーアンプに送り込む入力信号PinはAGCで制御する。

【0080】なお、本発明に先立つ検討回路のバイアス構成は、図17の表に示すように、GSMモードでは、Vcgs、Vgs1、Vgs2、Vgs3はAPC、Pinは固定状態で使用する。従って、AGC制御は不要となる。EDGEモードでは、Vcgs、Vgs1、Vgs2、Vgs3は固定し、PinはAGC制御する。

【0081】動作例1におけるGSMモードでは、Vgs1はAPCまたは固定とするが、固定の場合には以下のような特長を有することになる。

【0082】Vgs1を固定にすることにより、入力(Pin)から見たインピーダンスが安定すること。APC電圧を下げて行き、Poutを1mW程度まで下げた場合の初段FETのリニアリティが維持できる利点がある。

【0083】このような使用形態について説明する。GSM900モードの場合、各段のVgs1、Vgs2、Vgs3を所望のパワークラスに応じて自動パワー制御(APC)する必要があり、mode-SWは2~2.5V程度の電圧(High)に設定する。

【0084】□上記□により、Tr7、Tr8、Tr9

のゲートバイアスが閾値電圧 ( $V_{th}$ ) よりも高くなるため、各々の  $Tr7$ ,  $Tr8$ ,  $Tr9$  のドレインソース間に電流が流れ、抵抗  $R4$ ,  $R6$ ,  $R11$  はそれぞれの  $Tr7$ ,  $Tr8$ ,  $Tr9$  のソースの  $GND$  に接地された状態となる。この時、 $Tr4$  の第2ゲート電極及び  $Tr5$ ,  $Tr6$  のゲートバイアスは  $Tr7$ ,  $Tr8$ ,  $Tr9$  が  $ON$  することで、閾値電圧よりも低電位となるから、カレントミラー回路には電流がほとんど流れない。従って、各増幅段の  $V_{gs}$  ( $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$ ,  $V_{gs3}$ ) はそれぞれ  $R3$  対  $R4$ ,  $R7$  対  $R6$ ,  $R10$  対  $R11$  の各分圧抵抗比に基づき、設定することができる。

【0085】□上記□の状態において、 $V_{apc} - GSM900$  から  $Tr1$ ,  $Tr2$ ,  $Tr3$  の  $V_{gs}$  ( $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$ ,  $V_{gs3}$ ) 電圧を可変させることにより、 $GSM$  (飽和モード) でのバイアス動作が可能になる。なお、 $V_{cgs} - GSM900$  には、 $V_{apc} - GSM900$  と共通なバイアス値が供給されるように、前記各抵抗比率が設定されている。

【0086】□一方、 $EDGE$ モード ( $EDGE900$ ) の場合は、 $mode-SW$  を  $0 \sim 0.3V$  程度の電圧 ( $Low$ ) に切り替える。

【0087】□上記□より  $Tr7$ ,  $Tr8$ ,  $Tr9$  のゲートバイアスは閾値電圧 ( $V_{th}$ ) よりも低いことから、 $R4$ ,  $R6$ ,  $R11$  の  $Tr7$ ,  $Tr8$ ,  $Tr9$  側は  $OPEN$  状態となる。従って、各増幅段の  $V_{gs}$  ( $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$ ,  $V_{gs3}$ ) にそれぞれ  $R3$  と  $R4 + Tr4$  で構成されたカレントミラー回路、 $R7$  と  $R6 + Tr5$  で構成されたカレントミラー回路、 $R10$  と  $R11 + Tr6$  で構成されたカレントミラー回路で構成されたバイアス回路に基づき、温度特性が補償された一定バイアスを与えることができる。即ち、線形アンプに必要な温度特性補償されたアイドル電流を与えることができる。

【0088】□この時、コントロールゲート側バイアス  $V_{cgs} - GSM900$  の電位を可変にすることにより、初段トランジスタ  $Tr1$  の負荷側トランジスタのドレイン電圧を可変できるので、初段トランジスタ  $Tr1$  から出る波形を大きく歪ませなくて済む。従って、 $EDGE$  の線形動作、即ち、 $ACPR$  (隣接チャネル漏洩電力) の仕様を満たした状態で、図10及び図11に示すように増幅器の利得を可変できる。

【0089】図10は  $EDGE$  出力電力と  $EDGE$   $G_{ain}$  との相関を示すグラフである。同グラフでは、 $G_{ain}$  (利得) が従来の例と、本動作例1において  $V_{cgs}$  を変化させた場合 ( $V_{cgs} = 1.0V$ ,  $V_{cgs} = 1.05V$ ,  $V_{cgs} = 1.15V$ ,  $V_{cgs} = 1.30V$ ) での  $G_{ain}$  の違いを示すものである。この場合の各端子に印加供給する電位は、 $V_{dd} = 3.5V$ ,  $V_{apc} = 2.2V$ 、周波数  $= 900MHz$ 、 $P_{in}$  = 制御電位である。このように  $V_{cgs}$  の電位制御によって  $EDGE$  の  $G_{ain}$  を変化させることができる。

【0090】図11は  $EDGE$  出力電力と隣接チャネル漏洩電力 ( $ACPR: 400KHz (dBc)$ ) との相関を示すグラフである。 $ACPR$  が  $-57dBc$  より小さく、 $P_{out}$  が  $28.5dBm$  よりも低い領域 (色付けした領域) が仕様を満たす範囲である。

【0091】この動作例は、バイアス一定で入力電力 ( $P_{in}$ ) を変化させた例であり、 $V_{cgs}$  バイアス値を  $GSM$  動作時と同じくした初期状態に比べ、 $20dB$  以上もの利得低減が可能になる。

【0092】このように動作例1では、初段のデュアルゲート  $MOSFET$  のコントロールゲートを含むバイアス回路を  $EDGE$  モード使用時に用い、カレントミラー回路等を駆使したバイアス回路を、 $GSM$  モード及び  $EDGE$  モードのそれぞれのモードに応じて切り替えることにより、 $GSM$  と同一チェーンの3段構成で  $EDGE$  利得を目標の  $35dB$  前後に低減できるため、携帯電話実機上において、ノイズや制御性に悪影響を与えない程度の利得で  $EDGE$  モードの増幅が実現できる。

【0093】(動作例2) 次に他の動作例について説明する。この動作例では、無線通信機の機能構成は図12に示すようになる。即ち、上記動作例1の場合は図7に示すように、パワーアンプに送り込む入力電力を  $AGC$  回路で制御したが、図12に示すように動作例2ではミキサー29から直接パワーアンプ20に入力するものである。

【0094】動作例2では  $EDGE$  モードは、図17に示すように、 $EDGE$  モード2のようになる。 $EDGE$  モード2では、 $V_{cgs}$  は  $APC$ 、 $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$ ,  $V_{gs3}$ ,  $P_{in}$  は固定状態で使用する。従って、 $AGC$  制御は不要となる。

【0095】即ち、動作例2における  $EDGE$  モード2では、 $EDGE$  入力電力 ( $P_{in}$ ) を一定にし、 $V_{apc}$  をあるバイアス値 (ここでは  $V_{apc} = 2.2V$ ) に固定して、 $V_{cgs}$  のみで  $EDGE$  パワーを制御するものである。

【0096】図13は  $EDGE$  モード2における出力電力及びパワーアンプ効率 ( $PAE$ ) と、初段デュアルゲートの  $V_{cgs}$  との相関を示すグラフである。このグラフから明らかなように、 $ACPR$  を目標の  $-57dBc$  以下に維持した状態で、パワー制御が実現できるのが分かる。即ち、これまでの線形アンプで必須であった  $AGC$  回路が不要になり、 $GSM$  動作時と同じく入力電力一定で  $APC$  電圧 (ここでは  $V_{cgs}$ ) のパワーコントロールが可能となる。

【0097】この時、パワー  $OFF$  時のアンプの入出力アイソレーションは、 $VTXon$  信号を用いて  $V_{cgs}$  のタイムマスクを含む形で  $V_{apc}$  を別途  $0V$  と  $2.2V$  で  $ON/OFF$  させることにより確保できる。

【0098】動作例2の  $EDGE$  モード2の場合、図18及び図19に示すような使用が可能になる。図18は

ダイレクトコンバージョン方式において、本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ本発明方式と、AGC回路を組み込んだ従来方式を示すブロック図であり、図19はオフセットPLL方式において、本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ本発明方式と、AGC回路を組み込んだ従来方式を示すブロック図である。

【0099】図18に示すダイレクトコンバージョン方式において、アンテナ出力を一定にするための制御を、パワーアンプの前段にあるAGCアンプのゲインを制御することにより実現している。これに対して本実施形態1では、AGCを使用することなく、パワーアンプ内の初段デュアルゲートFETのコントロールゲート電圧を制御することにより実現している。

【0100】また、図19に示すオフセットPLL方式において、従来方式では、ベースバンドから出力されるEDGE変調のAM・PM信号成分をミキサーで合成した後、その信号をAGCアンプでゲイン調整し、その後、パワーアンプに入力しており、アンテナ出力の制御はパワーアンプ前段のAGCアンプのゲインを可変することで行っている。

【0101】これに対して本実施形態1では、上記の信号処理及び利得制御を、パワーアンプ内の初段デュアルゲートFETのコントロールゲート電圧を制御することにより実現しており、AGCはもとより、ミキサーも不要とすることができる。

【0102】これらの方式の利点としては、EDGE動作の際にコントロールゲートV<sub>cg</sub>sにAM変調、入力端子(Pin)からPM変調を分けて入力とする構成を容易にとることができる点にある。

【0103】また、オフセットPLL方式及びダイレクトコンバージョン方式共に、AGC回路が不要になる。また、オフセットPLL方式ではミキサーも不要になる。即ち、本実施形態では、コントロールゲートを用いることで、これまで述べてきたようにV<sub>cg</sub>s電圧を用いたAM振幅での線形性が確保できることから、入力からPM変調、V<sub>cg</sub>sからAM変調を初段デュアルゲートMOSFETにより合成するミキサー機能を有することになる。

【0104】従って、AGC回路またはAGC回路とミキサーが不要となることから、パワーアンプ外部のセットの構成部品数を大幅に低減でき、無線通信機のコスト低減が達成できる。

【0105】(動作例3)次に他の動作例について説明する。この動作例では、無線通信機の機能構成は図14に示すようになる。即ち、上記動作例2の場合における高周波信号処理IC26からパワーアンプ20に送るV<sub>TXon</sub>信号が無くなる状態である。

【0106】動作例3ではEDGEモードは、図17に示すように、EDGEモード3のようになる。EDGEモード3では、V<sub>cg</sub>s, V<sub>gs</sub>1, V<sub>gs</sub>2, V<sub>gs</sub>3はAP

C、Pinは固定状態で使用する。この場合もAGC制御は不要となる。

【0107】即ち、動作例3におけるEDGEモード3では、V<sub>apc</sub>電圧とV<sub>cg</sub>sとを線形性(ACPR)を満たす範囲である相関を保ちながら、入力電力一定にて電圧制御での出力電力コントロールを行う。この状態で得られた関係を図15及び図16に示す。図15は動作例3におけるV<sub>apc</sub>と、初段デュアルゲートのV<sub>cg</sub>sとの相関を示すグラフであり、図16は動作例3におけるV<sub>apc</sub>に対する出力電力及びACPRとの相関を示すグラフである。

【0108】EDGEモード3の場合、EDGE動作時はGSM動作時に比べパワー段(最終増幅段)をA級に近い状態で駆動させる必要があるため、パワー段への入力電力を下げる必要がある。つまり、V<sub>cg</sub>s/V<sub>apc</sub>の値をGSM動作時のそれに比べて小さくする必要がある。EDGEモード3では、図15のグラフの相関を保つことで、各増幅段の線形性を維持しながら、全てのゲートバイアス可変でのEDGE動作が確認できた。図16に示すように、ACPR仕様は-57dBc以下とする。

【0109】EDGEモード3による制御方法の利点は、低出力時の動作電流を、上記動作例2によるEDGEモード2の制御方法(V<sub>apc</sub>=固定)に対し削減できる点、及び出力OFF時に全てのトランジスタのゲートバイアスがOFFされるため、アンプの入出力アイソレーションが確保できる点にある。

【0110】ただし、前述のようにV<sub>apc</sub>電圧とV<sub>cg</sub>s電圧の相関を線形性を満たす範囲で別途維持する必要があるに生じる。この関係は整合やトランジスタの種類、バイアス構成などによって当然異なるのは言うまでもない。

【0111】本実施形態は前述の動作例に限定されるものではない。例えば、他の動作例としては、増幅系の2段目のトランジスタもデュアルゲートMOSFETを用い、V<sub>cg</sub>sと3段目のV<sub>gs</sub>3のみをEDGEAPCコントロールに用いてもよい。

【0112】(実施形態2)図20は本発明の他の実施形態(実施形態2)である高周波電力増幅装置の回路構成を示すブロック図である。

【0113】本実施形態2では、初段のデュアルゲートMOSFETのみを共有化し、2段目以降の増幅するトランジスタを分けた1入力2出力の構成を示すものである。この例では、GSMとW(Wideband)-CDMAに適用した例を示す。初段のトランジスタの共用化により、より小型化が達成できる。なお、初段も分けて2入力、2出力にした構成でもよい。この場合、W-CDMAは線形動作であるので、当然デュアルゲートMOSFETを用いることは言うまでもない。以上本発明者によってなされた発明を実施形態に基づき具体的に説明した



が、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない、たとえば、PCS (Personal Communication System) 通信やマルチメディアを対象とするW-CDMA等の2GHz帯のデジタル通信用の増幅も単一の高周波電力増幅装置に組み込むことができる。また、AMPSとTDMAなど別の飽和/線形システムでもよい。

#### 【0114】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0115】(1) 飽和動作するシステムと線形動作するシステムをノイズ発生を抑制した状態で同一回路内に共存できる高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することができる。

【0116】(2) GSMシステム(飽和動作するシステム)とEDGEシステム(線形動作するシステム)をノイズ発生を抑制した状態で同一回路内に共存できる高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することができる。

【0117】(3) ノイズ発生が抑制できる高性能な複数モード・複数バンド構成の高周波電力増幅装置及び無線通信機を提供することができる。

【0118】(4) 部品点数の低減から高周波電力増幅装置及び無線通信機の製造コストの低減が達成できる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態(実施形態1)である高周波電力増幅装置の回路構成を示すブロック図である。

【図2】本実施形態1の高周波電力増幅装置の平面図である。

【図3】本実施形態1の高周波電力増幅装置の側面図である。

【図4】本実施形態1の高周波電力増幅装置の正面図である。

【図5】本実施形態1の高周波電力増幅装置の底面の電極パターンを透視的に示す模式的平面図である。

【図6】本実施形態1の高周波電力増幅装置の等価回路図である。

【図7】本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ無線通信機の機能構成を示す一部のブロック図である。

【図8】デュアルバンド高周波電力増幅装置のGSMモードでのタイムマスクを示す模式図である。

【図9】デュアルバンド高周波電力増幅装置のEDGEモードでのタイムマスクを示す模式図である。

【図10】本実施形態1の高周波電力増幅装置の動作例1におけるEDGE出力電力とEDGE Gainとの相関を示すグラフである。

【図11】前記動作例1におけるEDGE出力電力と隣

接チャネル漏洩電力(ACPR)との相関を示すグラフである。

【図12】本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ無線通信機の機能構成を示す一部のブロック図である。

【図13】本実施形態1の高周波電力増幅装置の動作例2における出力電力及びパワーアンプ効率(PAE)と、初段デュアルゲートの $V_{gs}$ との相関を示すグラフである。

【図14】本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ無線通信機の機能構成を示す一部のブロック図である。

【図15】本実施形態1の高周波電力増幅装置の動作例3における $V_{apc}$ と、初段デュアルゲートの $V_{cgs}$ との相関を示すグラフである。

【図16】本実施形態1の高周波電力増幅装置の動作例3における $V_{apc}$ に対する出力電力及びACPRとの相関を示すグラフである。

【図17】前記動作例1・2・3における無線通信機の機能構成を示す一部のブロック図である。

【図18】ダイレクトコンバージョン方式において、本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ本発明方式と、AGC回路を組み込んだ従来方式を示すブロック図である。

【図19】オフセットPLL方式において、本実施形態1の高周波電力増幅装置を組み込んだ本発明方式と、AGC回路を組み込んだ従来方式を示すブロック図である。

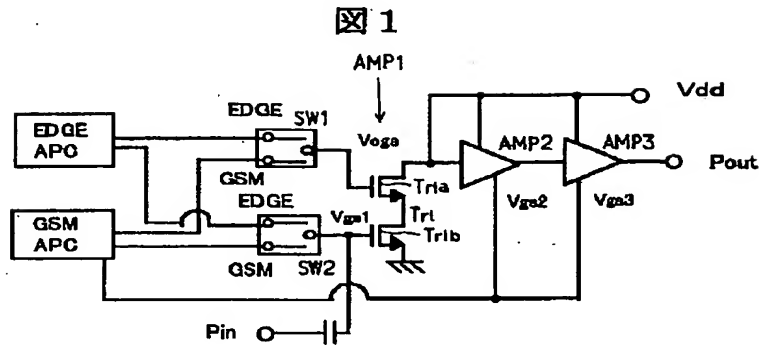
【図20】本発明の他の実施形態(実施形態2)である高周波電力増幅装置の回路構成を示すブロック図である。

#### 【符号の説明】

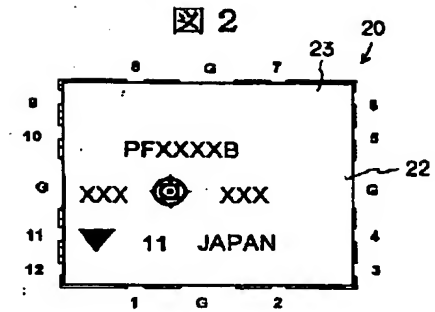
1... $V_{cgs}$  - GSM900用端子、2...ノンコンタクト端子(N/C)、3... $P_{out}$  - GSM900用端子、4... $V_{dd}$  - GSM900用端子、5... $V_{dd}$  - GSM1800用端子、6... $P_{out}$  - GSM1800用端子、7...モード切替スイッチ(mode-SW)、8... $V_{cgs}$  GSM1800用端子、9... $P_{in}$  - GSM1800用端子、10... $V_{apc}$  - GSM1800用端子、11... $V_{apc}$  - GSM900用端子、12... $P_{in}$  - GSM900用端子、G...GND用端子、20...高周波電力増幅装置、21...モジュール基板、22...キャップ、23...パッケージ、26...高周波信号処理IC(RFlinear)、27...ベースバンド、28...電圧制御発振器(VCO)、29...ミキサ、30...AGC回路、31...CPU、32...APC回路、33...カップラー、34...フィルター、35...送信受信切替スイッチ、35a...a端子、35b...b端子、36...アンテナ(Antenna)、37...フィルター、38...低雑音アンプ(LNA)、40...アンテナ送受信切替器。



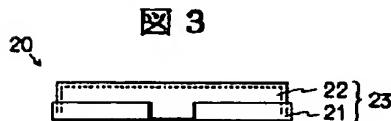
【図1】



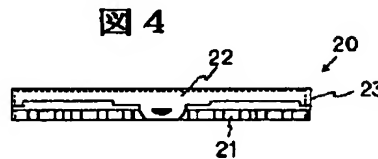
【図2】



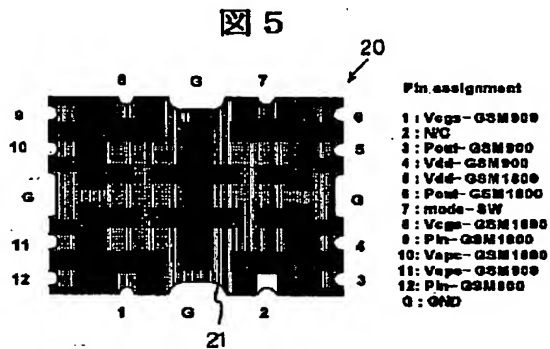
【図3】



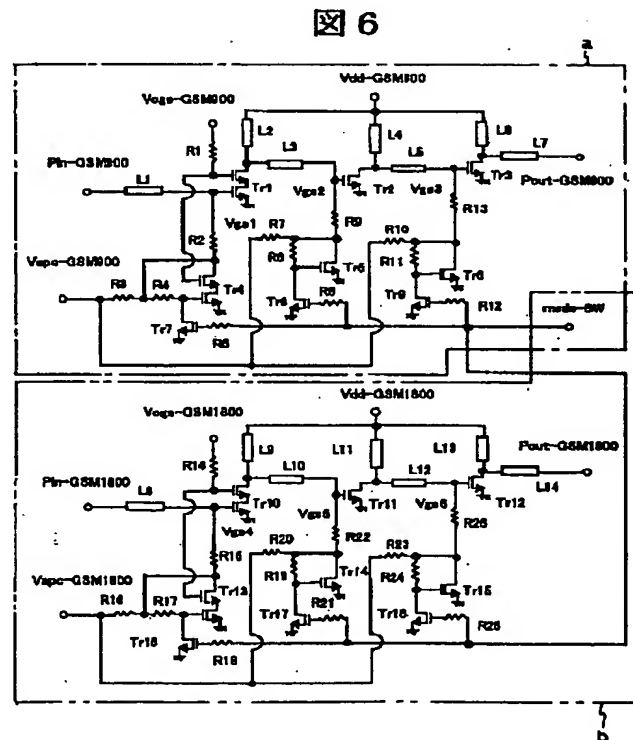
【図4】



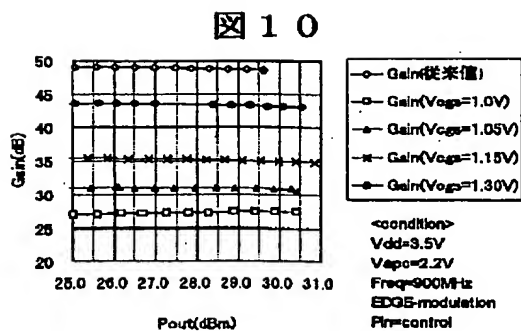
【図5】



【図6】

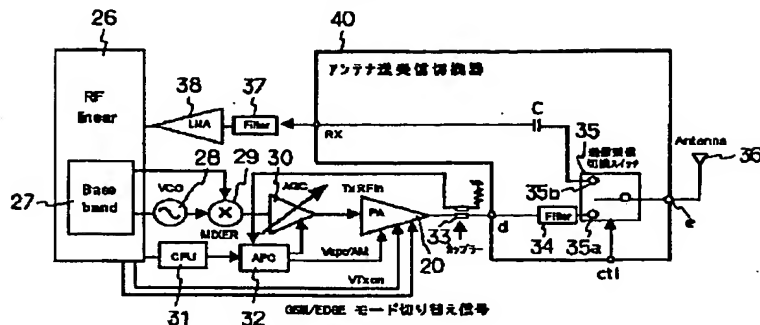


【図10】



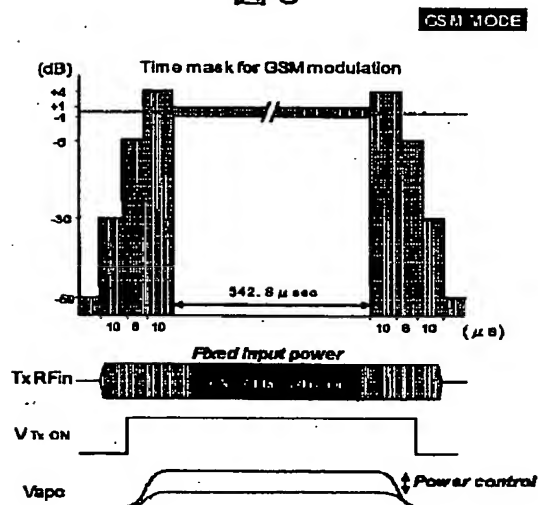
【図 7】

**图 7**



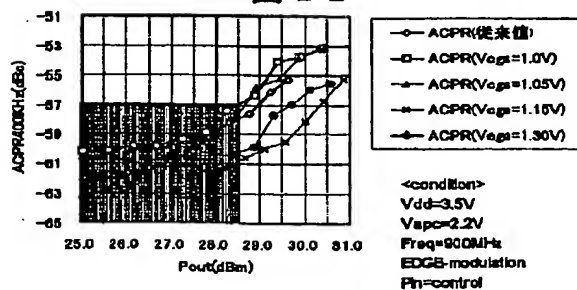
【図 8】

图 8



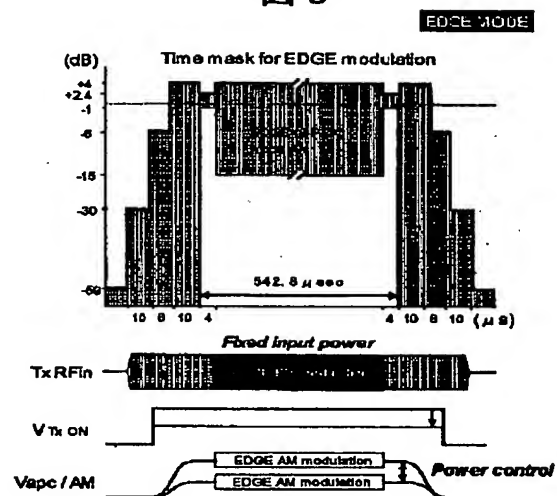
【图 1 1】

图 11



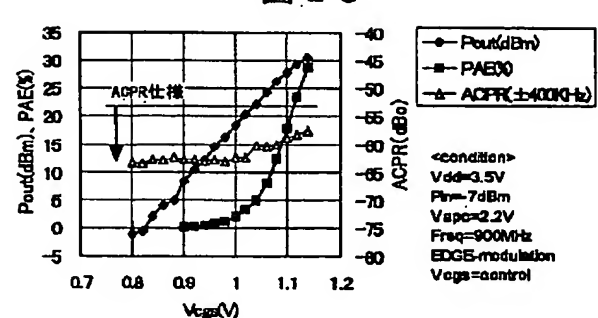
【図9】

图 9



【图 1 3】

图 13

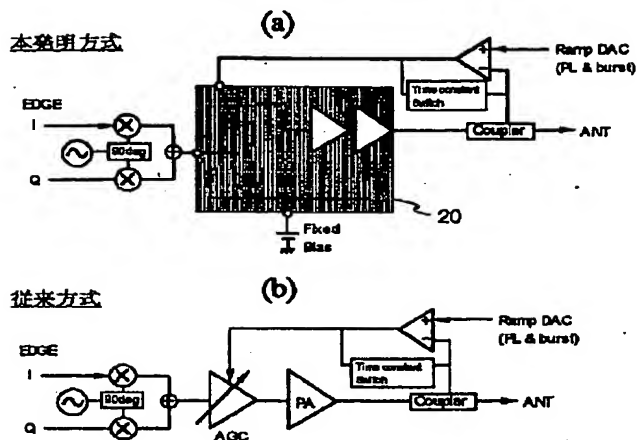




【図18】

図18

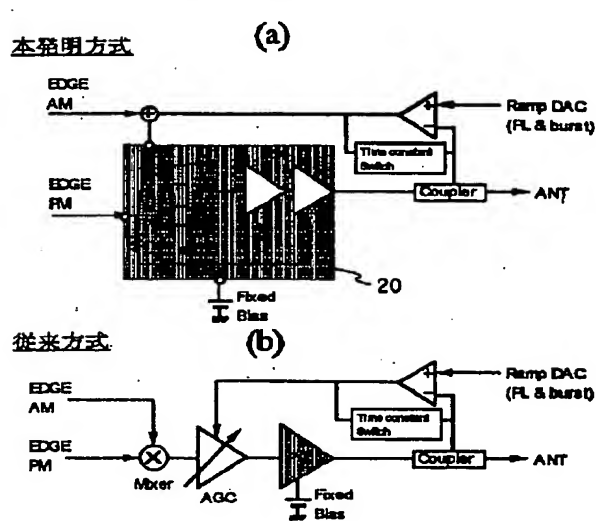
(ダイレクトコンバージョン)



【図19】

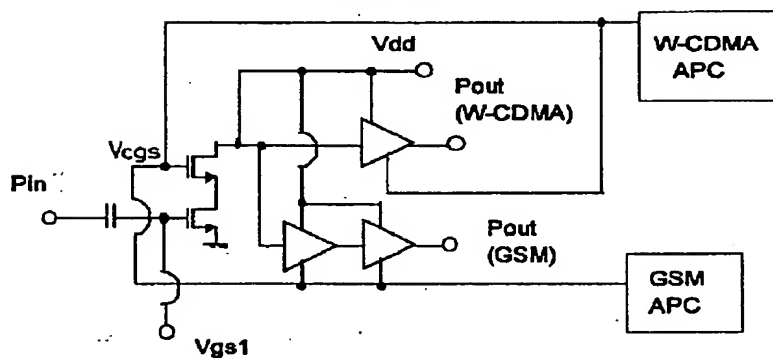
図19

(オフセットPLL)



【図20】

図20



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>1</sup>

H03G 3/20

H04B 1/40

識別記号

FI

H03G 3/20

H04B 1/40

テームト(参考)

C 5K011